

(19) RÉPUBLIQUE FRANÇAISE  
INSTITUT NATIONAL  
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE  
PARIS

(11) N° de publication :  
(à n'utiliser que pour les  
commandes de reproduction)

**2 540 309**

(21) N° d'enregistrement national :

**83 01339**

(51) Int Cl<sup>2</sup> : H 03 F 1/32.

(12)

# DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

(22) Date de dépôt : 28 janvier 1983.

(30) Priorité

(71) Demandeur(s) : THOMSON-CSF, société anonyme. —  
FR.

(72) Inventeur(s) : Daniel Gaudin.

(43) Date de la mise à disposition du public de la  
demande : BOP « Brevets » n° 31 du 3 août 1984.

(60) Références à d'autres documents nationaux appa-  
rentés :

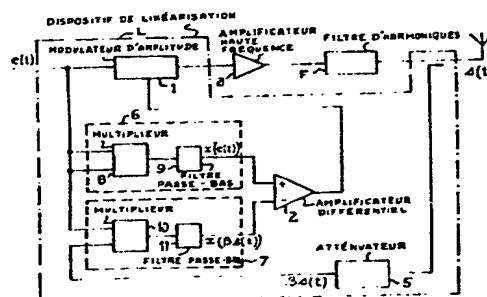
(73) Titulaire(s) :

(74) Mandataire(s) : P. Guilguet.

(54) Dispositif de linéarisation d'un amplificateur haute fréquence à non-linéarité d'amplitude.

(57) Dans ce dispositif de linéarisation L d'un amplificateur haute fréquence  $a$  à non-linéarité d'amplitude, recevant un signal d'entrée multiton, par asservissement d'une information de contre-réaction obtenue à partir du signal de sortie, atténué, de l'amplificateur, à une information de consigne obtenue à partir du signal d'entrée de l'amplificateur, l'information de consigne est obtenue par élévation au carré 8 du signal d'entrée de l'amplificateur suivie d'un filtrage passe-bas 9 et l'information de contre-réaction par multiplication 10 des signaux d'entrée et de sortie (atténué) de l'amplificateur, suivie d'un filtrage passe-bas 11.

Application aux amplificateurs BLU ou VHF ainsi qu'aux émissions multiporteuses à faible écart de pulsations entre les porteuses extrêmes (10 à 50 kHz).



FR 2 540 309 - A1

DISPOSITIF DE LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR  
HAUTE FREQUENCE A NON-LINEARITE D'AMPLITUDE

La présente invention concerne un dispositif de linéarisation d'un amplificateur haute fréquence à non-linéarité d'amplitude.

5 La non-linéarité d'un amplificateur provoque l'apparition de signaux parasites appelés produits d'intermodulation, lorsqu'il est excité simultanément par plusieurs signaux dont les fréquences sont différentes. Lorsque les signaux haute fréquence à amplifier sont proches les uns des autres, par exemple dans le cas de signaux modulés, le phénomène d'intermodulation se traduit alors en dehors de la bande de modulation par une  
10 perturbation des communications utilisant des canaux voisins et dans la bande de modulation par une distorsion phonique et surtout par un accroissement du taux d'erreur en cas de transmission numérique multi-porteuse.

15 Pour éviter de pareils effets il convient de minimiser les conséquences du phénomène de non-linéarité. Diverses solutions ont été proposées pour cela. Elles peuvent se classer en deux catégories : les dispositifs à asservissement permanent et les dispositifs précorrecteurs.

Dans un cas comme dans l'autre on peut travailler directement sur  
20 le signal HF lui-même ou sur l'un ou l'autre de ses paramètres ou sur plusieurs à la fois si la non-linéarité entraîne également des distorsions de phase (ce qui permet un traitement basse fréquence). Par exemple, pour le traitement des non-linéarités d'amplitude, il est connu de travailler sur l'enveloppe du signal et d'asservir celle du signal de sortie de l'ampli-  
25 ficateur non linéaire sur celle du signal prise en un point de la chaîne amplificatrice où il est de bonne qualité. Pour que ces dispositifs fonctionnent correctement il est nécessaire de soigner, non seulement la boucle de contre-réaction mais également les détecteurs d'enveloppe qui doivent être compensés en seuil de détection, et qui doivent être très  
30 linéaires car les éléments comparés sont les signaux en provenance des détecteurs d'enveloppe et non pas les enveloppes elles-mêmes. On peut cependant tolérer une linéarité de détection de qualité inférieure à condition que les deux détecteurs, d'entrée et de sortie, travaillent à des

niveaux identiques, ce qui impose une contrainte supplémentaire.

La présente invention permet d'éviter ces inconvénients.

Suivant l'invention, le dispositif de linéarisation d'un amplificateur haute fréquence à non-linéarité d'amplitude, recevant un signal d'entrée multitons, par asservissement d'une information de contre-réaction obtenue à partir du signal de sortie, atténué, de l'amplificateur, à une information de consigne obtenue à partir du signal d'entrée de l'amplificateur, est tel que l'information de consigne est obtenue par élévation au carré du signal d'entrée de l'amplificateur suivie d'un filtrage passe-bas et l'information de contre-réaction est obtenue par multiplication des signaux d'entrée et de sortie (atténué) de l'amplificateur, suivie d'un filtrage passe-bas.

L'invention sera mieux comprise au cours de la description qui suit et à l'examen des figures qui la soutiennent. Celles-ci sont données à titre indicatif et non limitatif des caractéristiques de l'invention ; elles représentent :

- figures 1a et 1b, les diagrammes en module et en phase de la fonction de transfert d'un amplificateur haute fréquence à non-linéarité d'amplitude ;
- figure 2, l'allure du signal d'entrée (ou de sortie) de cet amplificateur et de son enveloppe pour une excitation à deux tons égaux ;
- figures 3a et 3b, le spectre total et le spectre filtré du signal de sortie de cet amplificateur ;
- figure 4, le schéma d'un dispositif de linéarisation d'amplitude par asservissement d'enveloppe, connu de l'art antérieur ;
- figure 5, le schéma d'un dispositif de linéarisation d'amplitude conforme à l'invention (des éléments identiques sur les figures 4 et 5 portant les mêmes références) ;
- figures 6a et 6b, deux variantes permettant une amélioration du fonctionnement du dispositif de linéarisation suivant l'invention pour une utilisation à des fréquences variables.

On considère un amplificateur haute fréquence recevant un signal à amplifier  $e(t)$  à l'entrée et délivrant à sa sortie un signal  $s(t)$  qui répond à la courbe de transfert de la figure 1. Cette courbe montre que l'amplificateur haute fréquence n'est pas linéaire, en particulier  $|s(t)|$  n'est pas

proportionnel à  $|e(t)|$  et présente une certaine saturation par exemple (figure 1a), le déphasage  $\phi_s/e$  du signal de sortie sur le signal d'entrée (figure 1b) étant ici constant car on se place dans le cas où les non linéarités de phase sont nulles ou très négligeables devant les non linéarités d'amplitude. En pointillés apparaissent sur ces deux diagrammes

5 les caractéristiques de transfert d'un amplificateur idéal. Le signal  $e(t)$ , amplifié par un tel amplificateur, subira donc des déformations lors de l'amplification. Ces déformations peuvent être explicitées en décomposant le signal  $s(t)$  selon la décomposition du polynôme de transfert.

10 Suivant une telle décomposition  $s(t)$  s'écrit :

$$s(t) = A e(t) + B e^2(t) + C e^3(t) + \dots$$

On se place dans le cas où  $A, B, C, \dots$  etc sont des nombres réels caractérisant les défauts de linéarité d'amplitude de l'amplificateur. Il est bon de remarquer que généralement leur module va décroissant lorsqu'ils

15 pondèrent le signal d'entrée  $e(t)$  élevé à une puissance de plus en plus élevée. On indiquera par la suite comment cette décomposition permet de mettre en évidence que les défauts de linéarité de l'amplificateur provoquent la naissance de produits d'intermodulation gênants. Mais par ailleurs l'étude montrera qu'il n'est pas nécessaire de connaître la fonction

20 de transfert de l'amplificateur que l'on cherche à corriger, et que donc un dispositif selon la présente invention présente à cet effet un caractère universel. En effet, après traitement par le dispositif de linéarisation selon l'invention, dans le signal final les termes  $A, B, C$ , caractéristiques de l'amplificateur auront disparu pour être remplacés par un unique

25 coefficient constant  $A'$  tel que  $s(t) = A'e(t)$  (ceci sous entend que si l'amplificateur dispose en sortie d'un filtre d'harmoniques, l'action de ce filtre est incluse dans le coefficient  $A'$  et que donc le dispositif de linéarisation n'a pas à réaliser cette fonction de filtrage ; par exemple son action correctrice pourra laisser passer tous les défauts d'ordre pair et les

30 produits impairs situés à des fréquences harmoniques de celles des raies principales).

Lorsque le signal  $e(t)$  ne comporte qu'un ton haute fréquence, la non linéarité ne provoque que des raies harmoniques dont l'amplitude selon le rang est liée à la valeur des coefficients  $A, B, C, \dots$  Elles peuvent être

éliminées aisément par filtrage. Par contre si le signal  $e(t)$  comporte au moins deux tons, il en va tout autrement et certaines raies parasites tombent en des zones de fréquence intermédiaires aux deux tons. Si les deux tons sont proches l'un de l'autre on ne saura pas effectuer facilement

5 le filtrage de ces produits d'intermodulation parasites.

On explique maintenant le principe du dispositif de linéarisation selon l'invention.

L'étude qui suit est faite pour un signal d'entrée  $e(t)$  comportant deux tons égaux selon la méthode recommandée par le CCIR mais le

10 principe reste valable pour deux tons inégaux ou pour  $n$  tons quelconques, même émis à des amplitudes différentes. Le signal  $e(t)$ , à deux tons égaux, introduit à l'entrée de l'amplificateur à corriger aura la forme :

$$e(t) = V(\cos w_1 t + \cos w_2 t)$$

ce qui peut s'écrire également :

15 
$$e(t) = 2V \cos\left(\frac{w_2 - w_1}{2}t\right) \cdot \cos\left(\frac{w_2 + w_1}{2}t\right)$$

Dans cette expression  $w_1$  et  $w_2$  sont les pulsations de chacun des deux tons.

Dans un exemple l'amplificateur à corriger sera un amplificateur pour signaux BLU émis dans la bande 1,6 à 30 MHz. Les pulsations  $w_1$ ,  $w_2$ ,

20 correspondant aux deux tons évoqués, correspondront à des fréquences situées dans cette bande et distantes l'une de l'autre d'environ 3 kHz par exemple. Ces grandeurs ne sont bien entendu nullement restrictives du champ d'application de l'invention.

Un tel signal  $e(t)$  est visible sur la figure 2. Sur cette figure on

25 distingue le signal  $e(t)$  proprement dit constitué par les alternances reserrées en traits pleins. Selon l'expression de  $e(t)$  indiquée précédemment il apparaît que  $e(t)$  est équivalent au produit de deux signaux, un signal de pulsation  $\frac{w_1 + w_2}{2}$  et un signal de pulsation  $\frac{w_2 - w_1}{2}$ .

En remplaçant, dans la décomposition polynomiale de  $s(t)$ ,  $e(t)$  par la

30 valeur conventionnelle à deux tons que l'on vient de déterminer,  $s(t)$  s'écrit, une fois tous calculs faits :

$$\begin{aligned}
 s(t) = & B + B (\cos (w_1 - w_2)t + \cos (w_1 + w_2)t) \\
 & + (A + \frac{9C}{4}) (\cos w_1 \cdot t + \cos w_2 \cdot t) \\
 & + (\frac{3C}{4}) (\cos (2w_1 - w_2)t + \cos (2w_2 - w_1)t) \\
 & + (\frac{B}{2}) (\cos 2w_1 \cdot t + \cos 2w_2 \cdot t) \\
 & + \frac{3C}{4} (\cos (2w_1 + w_2)t + \cos (2w_2 + w_1)t) \\
 & + \frac{C}{4} (\cos 3w_1 \cdot t + \cos 3w_2 \cdot t) \\
 & + \dots
 \end{aligned}$$

Pour simplifier les calculs on s'est arrêté aux non-linéarités d'ordre 3, mais l'articulation de ces calculs reste valable pour tout ordre plus élevé.

Une représentation spectrale de  $s(t)$  est donnée sur la figure 3a. Cette figure représente le spectre total de  $s(t)$ . Comme  $\frac{w_1 + w_2}{2}$  est très supérieur à  $w_2 - w_1$  on constate que ce spectre présente des groupements de raies autour de pulsations ayant la valeur de :

$$w = n \left( \frac{w_1 + w_2}{2} \right) \text{ avec } n \text{ entier compris entre } 0 \text{ et l'infini.}$$

Les amplitudes des différentes raies, apparaissant sur ce spectre total, sont celles données en fonction des paramètres A, B, C de la décomposition polynomiale de  $s(t)$ . Seul le module des coefficients figurant en ordonnée est à prendre en compte. On remarquera que seul le groupement situé autour de la pulsation  $\frac{w_1 + w_2}{2}$  nous intéresse. Il est gênant, car il comporte des raies aux pulsations  $2w_1 - w_2$  et  $2w_2 - w_1$ . Par un dispositif connu de l'art antérieur on éliminera par ailleurs facilement les harmoniques situées hors de cette bande utile. En effet les matériels d'émission conventionnels disposent en leur sortie de filtres d'harmoniques ne laissant pas non plus passer ni les composantes continues ni la basse fréquence  $(w_2 - w_1)$ .

Le spectre du signal amplifié dans la bande utile est représenté sur la figure 3b. On constate qu'il comporte des raies aux pulsations  $w_1$  et  $w_2$  pondérées chacune par le même coefficient  $A + \frac{9C}{4}$ , signifiant ainsi que chaque raie a subi une amplification égale. Il comporte également les deux raies parasites d'intermodulation  $2w_1 - w_2$ ,  $2w_2 - w_1$  ayant chacune une

amplitude de  $\frac{3C}{4}$ . On remarquera que ne sont pas représentées sur la figure 3b les amplitudes des raies d'intermodulation du cinquième ordre, de la forme  $3w_1-2w_2$  ou  $3w_2-2w_1$ . D'une part les coefficients affectant chacune de ces raies sont en général inférieurs aux coefficients ayant affecté les raies d'intermodulation du troisième ordre et d'autre part on verra par la suite que ces raies d'intermodulation subiront le même traitement que les premières et seront également annihilées. Leur représentation aurait alourdi les représentations de la figure 3. Grâce au filtrage harmonique on a vu que les termes pairs n'avaient pas d'incidence sur les produits d'intermodulation qui nous préoccupent. Pour la suite des calculs on ne prendra donc pas en considération les non-linéarités paires. On prendra quand même en considération les non-linéarités impaires d'ordre 5. Le signal  $s(t)$  s'écrit alors  $s(t) = A e(t) + C e^3(t) + E e^5(t)$

Tous calculs faits,  $s(t)$  prend la forme suivante :

$$s(t) = (AV + \frac{9C}{4}V^3 + \frac{50EV^5}{8}) (\cos w_1 t + \cos w_2 t) + (\frac{3}{4}CV^3 + \frac{25}{8}EV^5) (\cos (2w_1 - w_2)t + \cos (2w_2 - w_1)t) + \frac{5E}{8}V^5 (\cos (3w_1 - 2w_2)t + \cos (3w_2 - 2w_1)t)$$

Cette écriture fait apparaître chaque raie du spectre de  $s(t)$  avec filtrage harmonique. Ces composantes sont conformes à une modulation d'amplitude de  $e(t)$  par des signaux d'amplitude adéquate et de pulsation correspondant à l'écart entre les pulsations  $w_1$  et  $w_2$  et aux harmoniques de cet écart.

Il est connu de réaliser un asservissement de l'amplitude du signal de sortie sur celle du signal d'entrée en utilisant les détections d'enveloppe comme éléments reflétant l'évolution de l'amplitude des signaux d'entrée et de sortie, la détection d'enveloppe du signal d'entrée fournissant (en deux tons) un signal :

$$d(e(t)) = 2V \left| \cos \left( \frac{w_2 - w_1}{2} t \right) \right|$$

et la détection d'enveloppe du signal de sortie fournissant, à travers un atténuateur de gain  $B$  ( $B$  très inférieur à 1), un signal :

7.

$$d(\beta s(t)) = 2\beta \left[ \begin{aligned} & \left( AV + \frac{9CV^3}{4} + \frac{50EV^5}{8} \right) \cos \left( \frac{w_2 - w_1}{2} t \right) \\ & + \left( \frac{3CV^3}{4} + \frac{25EV^5}{8} \right) \cos 3 \left( \frac{w_2 - w_1}{2} t \right) \\ & + \frac{5EV^5}{8} \cos 5 \left( \frac{w_2 - w_1}{2} t \right) \end{aligned} \right]$$

Comme le montre la figure 4, la boucle d'asservissement comprend dans ce cas un élément 1 qui peut être un modulateur en amplitude ou un amplificateur à gain variable commandé extérieurement ou encore un atténuateur variable également commandable de l'extérieur. Le signal de commande de l'élément 1 est issu de la comparaison dans un amplificateur différentiel 2 de gain "g" des détections d'enveloppe  $d(e(t))$  du signal d'entrée (obtenue au moyen d'un détecteur d'enveloppe 3 du signal d'entrée et utilisée comme information de consigne de l'asservissement) et  $d(\beta s(t))$  du signal de sortie (obtenue au moyen d'un détecteur d'enveloppe 4 du signal de sortie atténué dans un rapport  $\beta$  grâce à un atténuateur 5, et utilisée comme information de contre-réaction).

A l'équilibre, les coefficients relatifs aux composantes de même pulsation s'identifient entre  $d(e(t))$  et  $d(\beta s(t))$  :

$$2\beta \left( A'V + \frac{9C'V^3}{4} + \frac{50E'V^5}{8} \right) = 2V$$

$$2\beta \left( \frac{3C'}{4} V^3 + \frac{25E'V^5}{8} \right) = 0$$

$$2\beta \left( \frac{5E'V^5}{8} \right) = 0$$

$\beta$  et  $V$  étant non nuls, les termes  $A'$ ,  $C'$ ,  $E'$  (équivalents, en boucle fermée à l'équilibre, aux termes  $A$ ,  $C$ ,  $E$  définis précédemment en boucle ouverte) se définissent comme suit :

$E' = 0$ , signifiant que l'intermodulation d'ordre 5 résultante est nulle

$C' = 0$  (car  $E' = 0$ ), signifiant que l'intermodulation d'ordre 3 résultante

est nulle

$A' = \frac{1}{\beta}$  (car  $E' = 0$  et  $C' = 0$ ), représentant le gain équivalent linéaire de la boucle.

Un tel asservissement fonctionne sur les valeurs absolues mais cela est équivalent à un fonctionnement sur les valeurs algébriques à la condition toutefois que les distorsions du signal de sortie ne soient pas trop élevées pour couper l'axe des temps plus souvent que ne le définissent



les écarts de pulsation des raies principales.

Sur les figures 4 et 5, on a également représenté l'amplificateur haute fréquence "a" à linéariser par le dispositif de linéarisation L, et les filtres harmoniques F disposés en sa sortie.

- 5 Le dispositif de linéarisation conforme à l'invention représenté sur la figure 5 comporte les mêmes éléments 1 (modulateur d'amplitude ou amplificateur ou atténuateur commandable extérieurement), 2 (amplificateur différentiel, 5 (atténuateur) que celui représenté sur la figure 4, disposés de la même façon. En revanche les détecteurs d'enveloppe 3 et 4  
10 sont remplacés respectivement par un circuit 6 d'élaboration d'information de consigne et par un circuit 7 d'élaboration d'information de contre-réaction fonctionnant suivant un principe différent de la détection d'enveloppe.

On expose maintenant ce principe.

- 15 Soient  $e(t) = V \cos wt$  le signal d'entrée et  $s(t) = G.V \cos wt$  le signal de sortie correspondant d'un amplificateur linéaire de gain G.

En multipliant ces deux signaux par  $e(t)$ , on obtient :

$$e(t) = \frac{V^2}{2} (1 + \cos 2wt)$$

$$e(t) s(t) = G \frac{V^2}{2} (1 + \cos 2wt)$$

- 20 Après filtrage passe-bas éliminant les termes HF il ne subsiste que des termes continus qui sont le reflet de l'amplitude des signaux :

$$x(e(t)) = \frac{V^2}{2} \text{ et } x(s(t)) = G \frac{V^2}{2}$$

Au coefficient V près les signaux  $x(e(t))$  et  $x(s(t))$  sont aptes à constituer les informations de consigne et de contre-réaction dont l'asser-

- 25 vissement a besoin.

On prend maintenant le cas d'un signal deux tons :

$e(t) = V (\cos w_1 t + \cos w_2 t)$  traversant un amplificateur haute fréquence non linéaire en amplitude, tel que  $s(t) = Ae(t) + Ce^3(t) + Ee^5(t)$

On a alors :

$$\begin{aligned}
 s(t) = & \left( AV + \frac{9CV^3}{4} + \frac{50EV^5}{8} \right) (\cos w_1 t + \cos w_2 t) \\
 & + \left( \frac{3}{4} CV^3 + \frac{25}{8} EV^5 \right) (\cos (2w_1 - w_2)t + \cos (2w_2 - w_1)t) \\
 & + \left( \frac{5E}{8} V^5 \right) (\cos (3w_1 - 2w_2)t + \cos (3w_2 - w_1)t)
 \end{aligned}$$

On réalise la même opération que précédemment en multipliant par 5 e(t) les signaux e(t) et s(t) (atténué à travers un atténuateur de transfert  $\beta$ ).

Tous calculs faits et avec les filtres HF définis précédemment, on obtient :

$$\begin{aligned}
 x(e(t)) &= V^2 (1 + \cos (w_2 - w_1)t) \\
 x(\beta s(t)) &= V\beta \left[ \begin{aligned} & \left( AV + \frac{9CV^3}{4} + \frac{50EV^5}{8} \right) \\ & + \left( AV + 3CV^3 + \frac{75EV^5}{8} \right) \cos (w_2 - w_1)t \\ & + \left( \frac{3}{4} CV^3 + \frac{30}{8} EV^5 \right) \cos 2(w_2 - w_1)t \\ & + \left( \frac{5}{8} EV^5 \right) \cos 3(w_2 - w_1)t \end{aligned} \right]
 \end{aligned}$$

On observe sur ces signaux des termes continus et des termes basse fréquence harmoniques de l'écart entre les deux tons initiaux. Ces signaux 15 ont respectivement des amplitudes qui sont la combinaison des divers coefficients réels de l'amplificateur à corriger. Ces coefficients sont représentés ici pour des non-linéarités ne dépassant pas l'ordre 5 mais dans la pratique ils vont bien au-delà. On peut prévoir en conséquence la fréquence de coupure des filtres passe-bas utilisés à la suite des multi- 20 plieurs.

Les grandeurs  $x(e(t))$  et  $x(\beta s(t))$  caractérisent le signal d'entrée et le signal de sortie selon une certaine loi qui n'est pas directement liée à l'amplitude des signaux. Suivant l'invention, elles sont respectivement utilisées comme information de consigne et comme information de 25 contre-réaction.

Le circuit 6 d'élaboration d'information de consigne comporte donc un multiplieur 8 qui reçoit sur ses deux entrées le signal d'entrée e(t), et un filtre passe-bas 9 qui reçoit le signal de sortie du multiplieur 8 et qui fournit l'information de consigne  $x(e(t))$ . De même le circuit 7 d'élabo- 30 ration d'information de contre-réaction comporte un multiplieur 10 qui

reçoit le signal d'entrée  $e(t)$  et le signal de sortie atténué  $\beta s(t)$ , et un filtre passe-bas 11 qui reçoit le signal de sortie du multiplieur 10 et qui fournit l'information de contre-réaction  $x(\beta s(t))$ . Le filtre passe-bas 9 conserve l'écart de pulsations du signal d'entrée et le filtre passe-bas 11 l'écart de pulsations du signal d'entrée et les harmoniques de cet écart.

Les asservissements tendant à annuler la différence entre les informations de contre-réaction et de consigne, le signal de sortie sera le plus semblable possible au signal d'entrée. L'élément comparatif de la boucle est réalisé comme dans la figure 4 au moyen d'un amplificateur différentiel 2 dont le gain "g" définit la précision de la correction. Le signal d'erreur  $q(t)$  fourni par l'amplificateur différentiel 2 et actionnant la modulation du signal HF dans le modulateur 1 est fonction de l'écart entre information de consigne et information de contre-réaction.

De la même façon que lors de l'asservissement d'enveloppe, à l'équilibre, les coefficients relatifs aux composantes continues et aux composantes de même pulsation s'identifient entre  $x(e(t))$  et  $x(\beta s(t))$  :

$$\beta V \left( A'V + \frac{9C'V^3}{4} + \frac{50E'V^5}{8} \right) = V^2$$

$$\beta V \left( A'V + 3C'V^3 + \frac{75E'V^5}{8} \right) = V^2$$

$$\beta V \left( \frac{3}{4} C'V^3 + \frac{30}{8} E'V^5 \right) = 0$$

$$\beta V \left( \frac{5}{8} E'V^5 \right) = 0$$

$\beta$  et  $V$  étant non nuls, les termes  $A'$ ,  $C'$ ,  $E'$  (équivalents en boucle fermée à l'équilibre aux termes  $A$ ,  $C$ ,  $E$  utilisés précédemment en boucle ouverte) se définissent comme suit :

$E' = 0$ , impliquant une intermodulation d'ordre 5 résultante nulle

$C' = 0$  (car  $E' = 0$ ) , impliquant une intermodulation d'ordre 3 résultante nulle

$A' = \frac{1}{\beta}$  (car  $E' = 0$  et  $C' = 0$ ), représentant le gain fondamental du dispositif sur les raies principales.

A un signal d'entrée  $e(t) = V (\cos w_1 t + \cos w_2 t)$  correspond alors un signal de sortie  $s(t) = \frac{1}{\beta} V (\cos w_1 t + \cos w_2 t)$ . On a alors  $\frac{s(t)}{e(t)} = \frac{1}{\beta}$ . Cette formule de gain est classique dans les systèmes asservis et n'est valable

que si le gain en boucle ouverte est élevé. En effet il faut que tel soit le cas pour considérer l'exacte identité entre les signaux de consigne et de contre-réaction lors de l'équilibre de la boucle.

Dans la pratique, un certain temps de transit  $\tau$  peut exister dans les divers éléments de la chaîne HF et produire un déphasage  $\phi = w \tau$  entre le signal de sortie  $s(t)$  (atténué) et le signal d'entrée  $e(t)$ . Le déphasage  $\phi$  est fonction de la pulsation  $w$  mais pratiquement, dans le cas où les raies correspondent à un spectre étroit pour une émission, on peut considérer qu'il est le même pour toutes les raies.

On peut alors écrire :

$$x(e(t)) = V^2 (1 + \cos(w_2 - w_1)t)$$

$$\begin{aligned} \text{et } x(\beta s(t)) = & \beta V (AV + \frac{9CV^3}{4} + \frac{50EV^5}{8}) \cos \phi \\ & + \beta V (AV + 3CV^3 + \frac{75EV^5}{8}) \cos \phi \cos(w_2 - w_1)t \\ & + \beta V (\frac{3}{4} CV^3 + \frac{30}{8} EV^5) \cos \phi \cos 2(w_2 - w_1)t \\ & + \beta V (\frac{5}{8} EV^5) \cos \phi \cos 3(w_2 - w_1)t \end{aligned}$$

Chaque terme est cette fois affecté du coefficient  $\cos \phi$ , de telle sorte qu'à l'équilibre de la boucle on trouve cette fois :

$$\beta V \cdot A'V \cos \phi = V^2, \text{ c'est-à-dire :}$$

$$A' = \frac{1}{\beta \cos \phi}$$

On a alors :

$$\frac{s(t)}{e(t)} = \frac{1}{\beta \cos \phi}$$

Ceci est peu gênant pour les faibles déphasages mais par contre perturbe le fonctionnement car on a intérêt à ne pas faire travailler chaque élément de la chaîne (amplificateur à corriger, étage modulateur... etc) sur une trop grande dynamique. Par exemple si  $\phi = \frac{\pi}{3}$  radians le gain apparent sera multiplié par 2. Si  $\phi = \frac{\pi}{2}$  radians alors le gain apparent devient infini et il y aura une saturation. Si  $\phi > \frac{\pi}{2}$  radians on peut alors obtenir une réaction.

Deux variantes permettant d'éviter ces perturbations sont repré-

sentées sur les figures 6a et 6b. Seuls certains éléments de la figure 5, nécessaires à la définition de ces variantes, ont été représentés sur ces figures, le reste des éléments étant identique.

On peut, comme le montre la figure 6a, insérer une ligne à retard (ou déphaseur) 12 procurant un retard  $\tau'$  égal à  $\tau$  sur  $x(e(t))$ , pour compenser le retard de l'information  $\beta s(t)$ . Le déphaseur 12 est par exemple inséré, comme le montre la figure 6a, entre les entrées du multiplieur 8 et le point de prélèvement du signal  $e(t)$ . Avec la figure 6a on a alors  $\frac{s(t)}{e(t)} = \frac{1}{\beta}$ .

On peut également, si dans la bande d'exploitation on est assuré que  $\phi$  reste inférieur à  $\frac{\pi}{3}$  radians par exemple, insérer un atténuateur 13 de fonction de transfert  $\beta$  variable, soit sur  $x(e(t))$  soit sur  $x(\beta s(t))$ , (la figure 6b correspondant au cas où il est inséré sur  $x(\beta s(t))$ ), et commandé en fonction de la fréquence de travail par exemple par une mémoire 14 programmée, de telle sorte que le produit  $\beta \cos \phi$ , reste toujours constant quelle que soit la fréquence de travail. On fait alors varier la fonction de transfert  $\beta$  de l'atténuateur 13 à l'inverse de  $\cos \phi$ . Avec la figure 6b, on a alors  $\frac{s(t)}{e(t)} = \frac{1}{\beta \cos \phi} = \text{constante}$  quelle que soit la fréquence de travail c'est-à-dire quelle que soit la valeur de  $\cos \phi$ .

REVENDICATIONS

1. Dispositif de linéarisation (L) d'un amplificateur haute fréquence (a) à non-linéarité d'amplitude, recevant un signal d'entrée multitons, par asservissement d'une information de contre-réaction obtenue à partir du signal de sortie, atténué, de l'amplificateur, à une information de consigne obtenue à partir du signal d'entrée de l'amplificateur, caractérisé en ce que l'information de consigne  $x(e(t))$  est obtenue par élévation au carré (8) du signal d'entrée  $e(t)$  de l'amplificateur, suivie d'un filtrage passe-bas (9), et en ce que l'information de contre-réaction  $x(\beta(s(t)))$  est obtenue par multiplication (10) des signaux d'entrée et de sortie (atténué) de l'amplificateur, suivie d'un filtrage passe-bas (11).
2. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comporte un déphaseur (12) pour compenser le déphasage du signal de sortie (atténué) par rapport au signal d'entrée de l'amplificateur.
3. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que l'atténuation  $\beta$  du signal de sortie de l'amplificateur, préalable à l'élaboration de l'information de contre-réaction, est commandée en fonction des valeurs des pulsations du signal d'entrée, de manière à maintenir la valeur  $\beta \cos \phi$  constante quelle que soit la valeur de  $\cos \phi$ , où  $\phi$  est le déphasage du signal de sortie (atténué) par rapport au signal d'entrée de l'amplificateur.
4. Dispositif selon la revendication 3, caractérisé en ce que cette commande est réalisée au moyen d'une mémoire programmée (14) commandant un atténuateur variable (13).

1/2

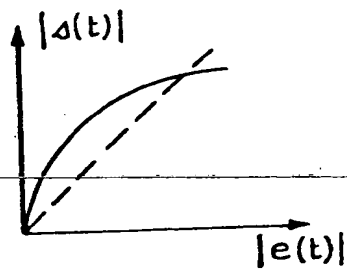


Fig. 1a

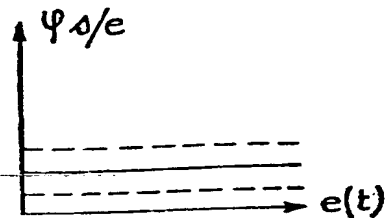


Fig. 1b

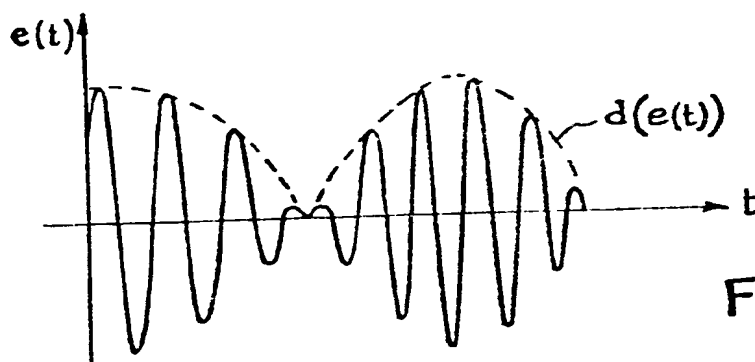


Fig. 2

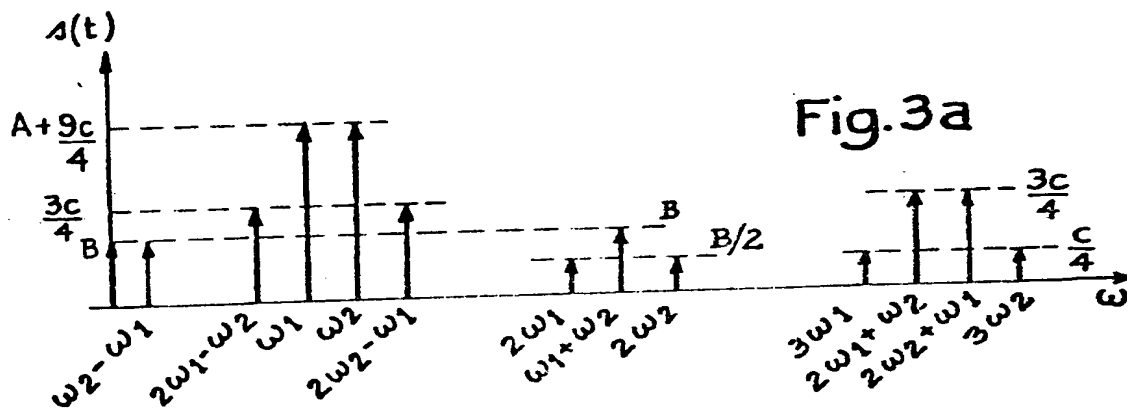


Fig. 3a

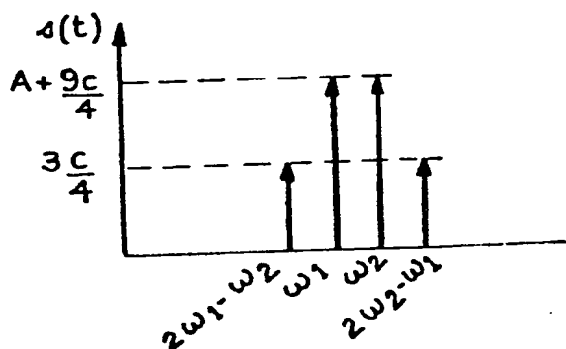


Fig. 3b

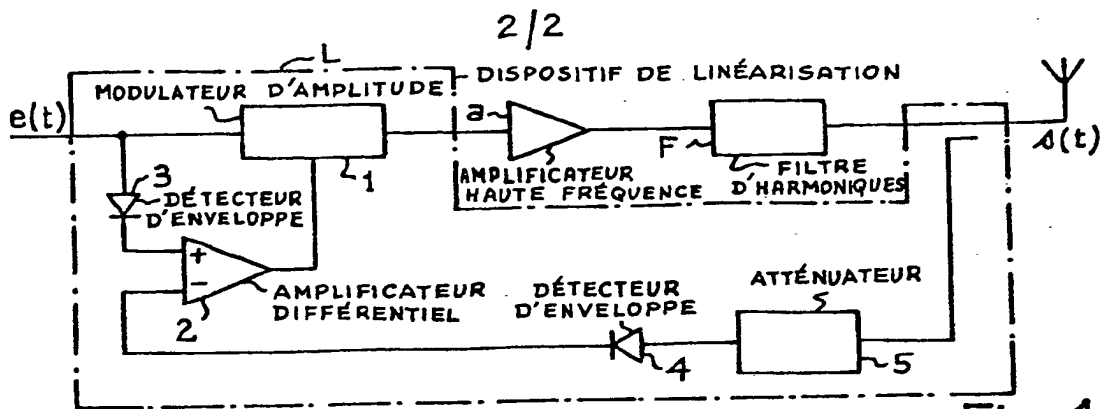


Fig. 4

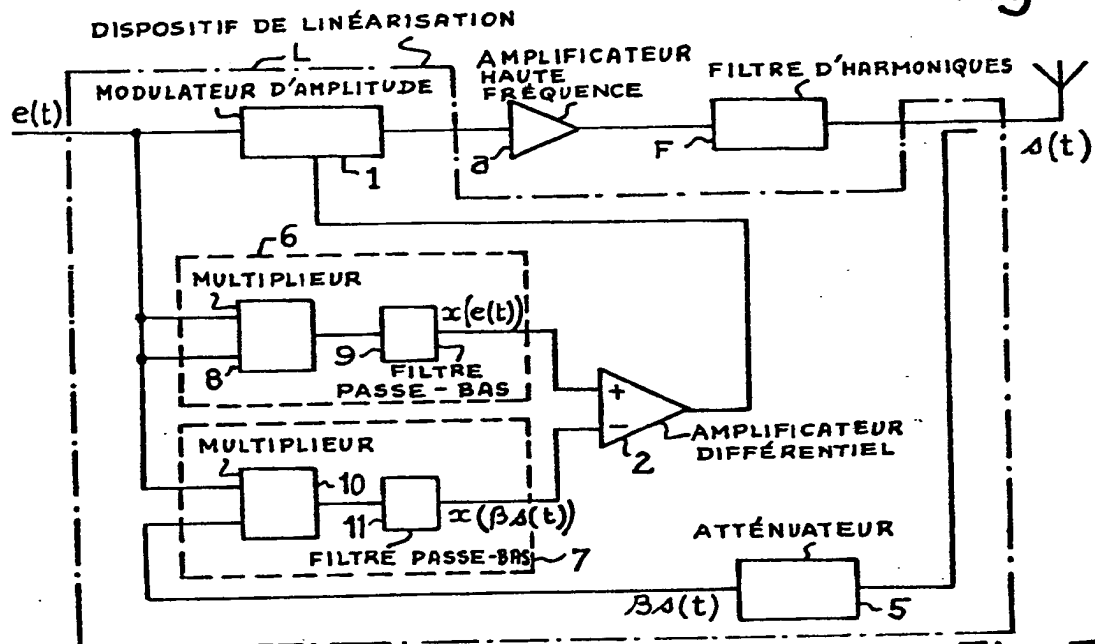


Fig. 5

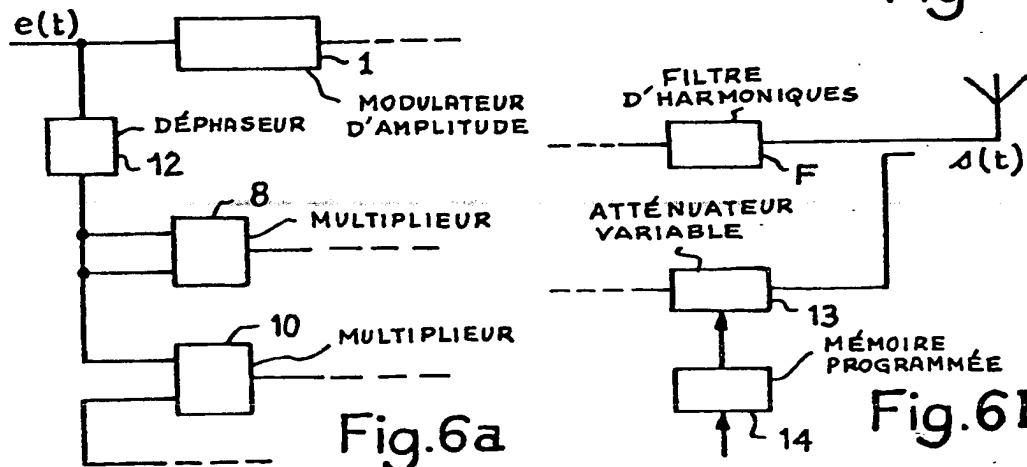


Fig. 6a

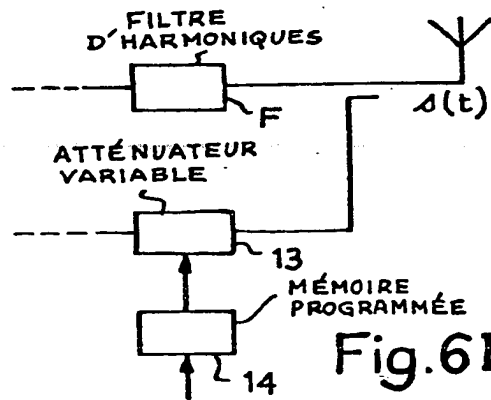


Fig. 6b